

Docket No.: WRN-8378

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date indicated below.

By: Wm Steiner Date: January 20, 2004

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applic. No. : 10/698,062
Applicant : Reinhold Noe
Filed : October 30, 2003

Docket No. : WRN-8378
Customer No. : 24131

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents,
P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 102 51 176.4, filed October 31, 2002.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

Wm Steiner
For Applicant

WERNER H. STEMER
REG. NO 34,956

Date: January 20, 2004

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/av

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 102 51 176.4

Anmeldetag: 31. Oktober 2002

Anmelder/Inhaber: Siemens Aktiengesellschaft, München/DE

Bezeichnung: Anordnung und Verfahren für eine
Trägerrückgewinnung

IPC: H 04 B, H 04 J, H 04 L

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 19. November 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Stark', written over the text 'Im Auftrag'.

Stark

Anordnung und Verfahren für eine Trägerrückgewinnung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung sowie ein dazugehöriges Verfahren zur Trägerrückgewinnung für phasenumgetastete Signale nach dem Oberbegriff der unabhängigen Patentansprüche 1 und 6.

Kohärente optische Intradynempfänger, welche in IEEE J. Lightwave Techn. 10(1992)9, S. 1290-1296 beschrieben wurden, eignen sich besonders für die Informationsübertragung mit Phasenumtastung. Sie sind einerseits keine Homodynempfänger, weil die im elektrischen Bereich verarbeitete Zwischenfrequenz nicht gleich Null sein muß, andererseits sind sie keine Heterodynempfänger, weil die Zwischenfrequenz bei einem Wert liegt, dessen Betrag relativ klein ist, typischerweise kleiner als das Inverse der Symbolrate. Deshalb besteht das Intradynsignal aus mindestens zwei Teilsignalen, die z.B. Realteil und Imaginärteil eines komplexen Intradynsignals darstellen, und seine Frequenz oder Zwischenfrequenz kann sowohl positiv als auch negativ als auch gleich Null sein. Neben der in der angegebenen Literaturstelle beschriebenen quaternären Phasenumtastung kommt insbesondere auch binäre optische Phasenumtastung in Frage. Der allgemeine Fall ist die N-stufige Phasenumtastung, wobei die Phasenstufenanzahl N angibt, wieviele Phasenstufen es gibt. Ein besonderes Problem dabei ist die Rückgewinnung eines Trägers, der die Synchrondemodulation gestattet. Üblicherweise wird dabei eine Phasenregelschleife verwendet, wie in der angegebenen Literaturstelle in den Figuren 1 und 2 dargestellt. Dies hat den Nachteil, daß das Intradynsignal nur eine kleine Linienbreite aufweisen darf. Diese Linienbreite ist durch die Summe der Linienbreiten von Sendelaser und Lokallaser gegeben.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine Anordnung sowie ein dazugehöriges Verfahren zur Trägerrückgewinnung für phasenumgetastete Signale anzugeben, die eine vergleichsweise große Linienbreite eines Intradynsignals zulassen.

Diese Aufgabe wird durch eine im Patentanspruch 1 angegebene Anordnung sowie durch ein im Patentanspruch 6 angegebenes Verfahren gelöst.

5

Die Anordnung nach Anspruch 1 sowie das dazugehörige Verfahren bringen den Vorteil mit sich, daß eine vergleichsweise große Linienbreite eines Intradynsignals zulässig ist, denn es wird keine Phasenregelschleife benötigt.

10

Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

15

Die Erfindung wird anhand von Ausführungsbeispielen näher erläutert.

Es zeigen

20

Figur 1 ein System zur optischen Informationsübertragung mit Phasenumtastung

Figur 2 eine Trägerrückgewinnung

Figur 3 einen Intradyn-Frequenzteiler,

Figur 4 einen Mehrfrequenzoszillator,

Figur 5 ein Schaltwerk,

25

Figur 6 einen weiteren Mehrfrequenzoszillator,

Figur 7 ein Multiplizierwerk,

Figur 8 einen weiteren Intradyn-Frequenzteiler,

Figur 9 einen regenerativen Intradyn-Frequenzteiler,

Figur 10 einen weiteren regenerativen Intradyn-Frequenzteiler

30

und

Figur 11 ein optoelektronisches Hybrid OHY.

35

Die Lösung des Problems liegt darin, daß die Frequenz des Intradynsignals zunächst mit der Phasenstufenanzahl N vervielfacht wird, daß das so frequenzvervielfachte Intradynsignal dann gefiltert, vorzugsweise tiefpaßgefiltert wird und daß das so gefilterte Signal schließlich einem Schaltwerk zuge-

führt wird, welches dessen Frequenz durch die Phasenstufenanzahl N als Frequenzteilungsfaktor teilt.

Dabei führt das Schaltwerk zur Phasenänderung des detektierten Intradynsignalträgers um $2\pi/N$, das heißt, um eine solche zu bewirken, mehr als eine Zustandänderung durch.

Dies kann beispielsweise dadurch erfolgen, daß das gefilterte Signal in einen höheren Frequenzbereich umgesetzt wird, wo es durch ein einziges Signal dargestellt werden kann, daß es dort in einem herkömmlichen Frequenzteiler durch die Phasenstufenanzahl N als Frequenzteilungsfaktor geteilt wird, und daß es dann um das $1/N$ -fache der Frequenz, um die es in den höheren Frequenzbereich umgesetzt wurde, im Frequenzbereich wieder zurückgesetzt wird.

Dies kann auch dadurch erfolgen, daß ein als regenerativ ausgebildeter Intradyn-Frequenzteiler eingesetzt wird, welcher sich durch einen sehr einfachen Aufbau auszeichnet.

Dies kann auch dadurch erfolgen, daß durch Bildung von Linearkombinationen mehrerer Teilsignale Signale mit neuen Phasen erzeugt werden. All diese dienen zur Steuerung eines Schaltwerks mit vielen Stufen, welches zur Frequenzteilung dient.

Die beiden letztgenannten Ausführungsbeispiele besitzen den Vorteil, daß die gesamte Signalverarbeitung im Basisband stattfinden kann. Alle Ausführungsbeispiele besitzen den großen Vorteil, daß eine vergleichsweise große Linienbreite des detektierten Intradynsignals X zulässig ist. Sie darf bei einer Phasenstufenanzahl $N=2$ etwa in der Größenordnung des 0,005-fachen und bei einer Phasenstufenanzahl $N=4$ etwa in der Größenordnung des 0,0005-fachen der Symbolfolgefrequenz liegen.

In **Figur 1** ist ein System zur optischen Informationsübertragung mit Phasenumtastung gezeigt. Zur kompakteren Darstellung werden im folgenden komplexe Signale verwendet. Auch Proportionalitätsfaktoren verschiedener Signale werden der Einfachheit halber vernachlässigt. Ein optischer Sender TX sendet ein optisches Sendesignal TXS mit einer Sendefeldstärke

$\underline{E}_{TX} = \underline{c} \underline{E}_{TX,0} e^{j\omega_{TX} t}$ aus. Dabei ist $\underline{E}_{TX,0}$ ein feldstärkeproportio-

naler Skalar oder Vektor, t die Zeit und ω_{TX} die optische Sendesignalkreisfrequenz. Bei 4stufiger Phasenumtastung entsprechend einer Phasenstufenanzahl $N = 4$ ist das Datensymbol \underline{c} gleich $\underline{c} = d_1 + jd_2$, wobei d_1, d_2 ein erstes bzw. zweites Binärsignal sind und j die imaginäre Einheit ist. Erstes und zweites Binärsignal sind hier bipolar gewählt, d.h. sie können jeweils die Werte 1 und -1 annehmen. Bei 2stufiger Phasenumtastung entsprechend einer Phasenstufenanzahl $N = 2$, kann die Formel $\underline{c} = d_1 + jd_2$ ebenfalls verwendet werden, allerdings muß man dabei das zweite Binärsignal d_2 gleich $d_2 = 0$ setzen, so daß es funktionslos wird und daß de facto gilt $\underline{c} = d_1$.

Nach Übertragung durch einen Lichtwellenleiter LWL wird das optische Sendesignal \underline{E}_{TX} einem Empfänger RX zugeleitet. Innerhalb des Empfängers RX wird es in einem optoelektronischen Hybrid OHY mit einem optischen Lokalszillatorsignal LOS mit einer Lokalszillatorfeldstärke $\underline{E}_{LO} = \underline{E}_{LO,0} e^{j\omega_{LO}t}$ aus einem Lokalszillator LO überlagert, wobei $\underline{E}_{LO,0}$ ein feldstärkeproportionaler Skalar oder Vektor und ω_{LO} die optische Lokalszillatorkreisfrequenz ist. Das optoelektronische Hybrid OHY enthält mindestens einen optischen Richtkoppler sowie Photodetektoren. Es erzeugt aus Sendesignal TXS und dem LokalTrägersignal LOS ein detektiertes Intradynsignal \underline{X} .

Als Intradynsignale werden hier und im folgenden Gruppen von mindestens zwei Teilsignalen bezeichnet, die Projektionen eines komplexen Signals, welches in einer komplexen Ebene dargestellt sei, auf verschiedene den Nullpunkt der komplexen Ebene schneidende Achsen entsprechen.

Ein Intradynsignal \underline{A} umfaßt ein erstes bis m-tes Intradyn-teilsignal A_k mit $k=1,2,\dots,m$. m ist die Phasenanzahl. Dabei ist $A_k = \text{Re}(\underline{A} \cdot e^{-j(k-1)\psi_m})$ mit $\psi_2 = \pi/2$, also entsprechend $m = 2$, und $\psi_m = 2\pi/m$ für $m = 3,4,\dots$. Des weiteren sei $\mathbf{A} = [A_1 \ A_2 \ \dots \ A_m]^T$ der Intradynsignalvektor \mathbf{A} , dessen m Elemente das erste bis m-te Intradyn-teilsignal A_k sind. Wegen

der Umwandelbarkeit dürfen die Bezeichnungen Intradynsignal A, Intradynsignalvektor **A** und Intradynsteilsignale A_k wahlweise zur Beschreibung eingesetzt werden.

Natürlich dürfen Intradynsteilsignale auch als Gegentaktsignale vorliegen. Ein 4-phasiges Intradynsignal, dessen vier Intradynsteilsignale jeweils in Form von Eintaktsignalen vorliegen, ist außerdem identisch mit einem 2-phasigen Intradynsignal, dessen beide Intradynsteilsignale jeweils in Form zweier Gegentaktsignale vorliegen.

- 10 Um aus einem Intradynsignal A entsprechendes komplex konjugiertes Intradynsignal A^{*} zu erhalten, ist im Fall $m = 2$ das Vorzeichen des zweiten Teilsignals A_2 umzukehren. Im Fall $m = 3$ werden dazu die Teilsignale A_2 und A_3 vertauscht. Das Skalarprodukt zweier Intradynsignalvektoren **A**, **B** ist
 15 gemäß obigen Definitionen gleich $\frac{m}{2} \operatorname{Re}(\underline{AB}^*)$.

Wegen der obigen Definition ist die Summe $A_1 + A_2 + \dots + A_m$ von
~~erstem bis m-tem Intradynsteilsignal A_k mit $k=1, 2, \dots, m$ immer~~
 dann gleich Null, wenn $m = 3, 4, \dots$ ist. Falls in der Praxis
 Teilsignale vorliegen, die an sich Intradynsignale sein soll-
 20 ten, aber diese Bedingung nicht erfüllen, kann dies durch
 Subtraktion ihres Mittelwerts erreicht werden.

Falls erforderlich, kann die Phasenanzahl m geändert werden. Dies erfolgt dadurch, daß die Elemente eines neuen Intradynsignals durch Linearkombinationen von Elementen des umzuwan-
 25 delnden Intradynsignals gebildet werden. Dies erfolgt durch
 als Multiplizierer wirkende Verstärker oder Abschwächer, Addierer und Subtrahierer. Beispielsweise sei nun **A** ein Intradynsignalvektor, dessen Elemente das erste und zweite Intradynsteilsignal A_1 , A_2 eines $m=2$ -phasigen Intradynsignals A
 30 sind, und **B** sei ein Intradynsignalvektor, dessen Elemente das erste bis dritte Intradynsteilsignal B_1 , B_2 , B_3 eines $m=3$ -phasigen Intradynsignals B sind. Unter Vernachlässigung von Proportionalitätsfaktoren läßt sich schreiben

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{A} \quad \text{und} \quad \mathbf{A} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \mathbf{B}, \quad \text{wodurch Umwandlung}$$

gen in beide Richtungen definiert sind. Diese nicht erfindungswesentlichen Schritte werden und seien im folgenden jeweils zur Ausführung möglicher Varianten zugelassen.

Das m=2-phasige Produkt $\underline{G} = \underline{A}\underline{B}$ zweier jeweils m=2-phasigen

5 Intradynsignale \underline{A} , \underline{B} ist gegeben durch $G1 = A1 \cdot B1 - A2 \cdot B2$,
 $G2 = A1 \cdot B2 + A2 \cdot B1$. Es läßt sich beispielsweise durch 4 reelle
 Multiplizierer und einen Subtrahierer und einen Addierer im-
 plémentieren. Das m=3-phasige Produkt $\underline{G} = \underline{A}\underline{B}$ zweier jeweils
 m=3-phasigen Intradynsignale \underline{A} , \underline{B} ist gegeben durch

10 $G1 = \frac{2}{3}(A1 \cdot B1 + A2 \cdot B3 + A3 \cdot B2)$, $G2 = \frac{2}{3}(A3 \cdot B3 + A1 \cdot B2 + A2 \cdot B1)$,
 $G3 = \frac{2}{3}(A2 \cdot B2 + A3 \cdot B1 + A1 \cdot B3)$. Es läßt sich beispielsweise durch 9
 reelle Multiplizierer und 3 Addierer implementieren.

Die bisher und im folgenden verwendeten Intradynsignale, In-
 tradynsignalvektoren und Intradynsteilsignale seien analog zu
 15 der vorstehenden Beschreibung definiert.

Das detektierte Intradynsignal \underline{X} ist vorzugsweise durch 2-
 oder 4stufige Phasenumtastung moduliert, denn es gilt

$\underline{X} \propto \underline{E}_{LO}^+ \underline{E}_{TX} \propto c \left(\underline{E}_{LO,0}^+ \underline{E}_{TX,0} \right) e^{j(\omega_{TX} - \omega_{LO})t} \propto c e^{j\varphi'}$, wobei \propto jeweils eine

20 Proportionalität bedeutet. Demnach läßt sich auch schreiben
 $\underline{X} = X c e^{j\varphi'}$, wobei X eine positive Proportionalitätskonstante
 und $\varphi' = (\omega_{TX} - \omega_{LO})t + \arg(\underline{E}_{LO,0}^+ \underline{E}_{TX,0})$ der zunächst unbestimmte de-
 tektierte Phasenwinkel φ' ist. Der detektierte Intradynsi-
 gnalträger ist der Term $X e^{j\varphi'}$, also das detektierte Intradyn-
 25 signal $\underline{X} = X c e^{j\varphi'}$ geteilt durch das Datensymbol c .

In einem ersten bzw. zweiten Demodulator DEM1, DEM2 wird ein
 erstes bzw. zweites Skalarprodukt SP1, SP2 aus jeweils dem
 detektierten Intradynsignalvektor \underline{X} und einem In-Phase-

30 Träger-Intradynsignalvektor $\underline{C1}$ bzw. Quadratur-Träger-
 Intradynsignalvektor $\underline{C2}$ gebildet. Die dazugehörigen In-
 Phase- bzw. Quadratur-Träger-Intradynsignale sind $\underline{C1} = e^{j\varphi}$,
 $\underline{C2} = j e^{j\varphi}$. Dementsprechend können die In-Phase-Träger-
 Intradynsteilsignale $C1k$ durch Linearkombinationen der Quadra-

tur-Träger-Intradynnteilsignale $C2_k$ ausgedrückt werden und umgekehrt. Erstes und zweites Skalarprodukt $SP1$, $SP2$ sind

gleich $SP1 = \frac{m}{2} \operatorname{Re}(\underline{X} \cdot \underline{C1}^*) \propto \operatorname{Re}(\underline{c} e^{j(\varphi' - \varphi)})$ bzw.

$SP2 = \frac{m}{2} \operatorname{Re}(\underline{X} \cdot \underline{C2}^*) \propto \operatorname{Im}(\underline{c} e^{j(\varphi' - \varphi)})$. Im Idealfall ist der Trägersi-

gnalphasenwinkel φ gleich dem Signalphasenwinkel φ' . Dann
 sind erstes bzw. zweites Skalarprodukt $SP1$, $SP2$ gemäß
 $SP1 \propto \operatorname{Re}(\underline{c}) = d_1$, $SP2 \propto \operatorname{Im}(\underline{c}) = d_2$ proportional zum ersten bzw.
 zweiten Binärsignal d_1 , d_2 . Die Träger-Intradynsignale $\underline{C1}$,
 $\underline{C2}$ werden von einer erfindungsgemäßen Trägerrückgewinnung CR
 an einem ersten bzw. zweiten Trägerrückgewinnungsausgang
 CRO1, CRO2 bereitgestellt. Der Trägerrückgewinnung CR wird an
 einem Trägerrückgewinnungseingang CRIN das detektierte Intra-
 dynsignal \underline{X} zugeleitet. Die eine erste Signallaufzeit TAU1
 darstellende Signallaufzeit in der Trägerrückgewinnung CR
 wird dadurch berücksichtigt, daß das detektierte Intradynsi-
 gnal \underline{X} , d.h. alle detektierten Intradynnteilsignale X_k , vor
 Einspeisung in ersten und zweiten Demodulator DEM1, DEM2 in
 einem ersten Verzögerungsglied DEL1 um dieselbe erste Signal-
 laufzeit TAU1 verzögert werden. Erstes bzw. zweites Skalar-
 produkt $SP1$, $SP2$ werden je einer ersten bzw. zweiten Regene-
 ratorschaltung DEC1, DEC2 zugeleitet, an deren Ausgängen ein
 erstes bzw. zweites regenerierter Binärsignal SRX1, SRX2 zur
 Verfügung steht, welches bei Abwesenheit von Bitfehlern dem
 ersten bzw. zweiten Binärsignal d_1 , d_2 entspricht. Die Rege-
 neratorschaltungen DEC1, DEC2 können eine gemeinsame Taktsi-
 gnalrückgewinnung haben. Der zweite Demodulator DEM2, das
 Quadratur-Träger-Intradynsignal $\underline{C2}$ und die zweite Regenera-
 torschaltung DEC2 können entfallen, falls die Phasenstufenan-
 zahl N gleich 2 statt gleich 4 gewählt wird.

Figur 2 zeigt eine erfindungsgemäße Trägerrückgewinnung CR.
 Aus dem detektierten Intradynsignal \underline{X} , das an dem Träger-
 rückgewinnungseingang CRIN der Trägerrückgewinnung CR zuge-
 leitet wird, wird in einem Intradyn-Frequenzvervielfacher FM,
 welcher Teil der Trägerrückgewinnung CR ist, ein mit der Pha-
 senanzahl N frequenzvervielfachtes Intradynsignal \underline{Y} erzeugt.

Dabei gilt im einfachsten Fall $\underline{Y} \propto \underline{X}^N$, d.h., das detektierte Intradynsignal \underline{X} wird zur N-ten Potenz erhoben. Wegen $\underline{X}^N \propto \underline{c}^N e^{jN\varphi'} \propto e^{jN\varphi'}$ und $\underline{c}^N = \text{const.}$ verschwindet dabei die N-stufige Phasenumtastung. Für 2stufige Phasenumtastung mit N=2 weist der Intradyn-Frequenzvervielfacher FM einen ersten Frequenzverdoppler FD1 auf und es gilt $\underline{Y} = \underline{X}^2$. Für 4stufige Phasenumtastung mit N=4 ist im Intradyn-Frequenzvervielfacher FM hinter dem ersten Frequenzverdoppler FD2 noch ein zweiter Frequenzverdoppler FD2 eingefügt, der mit dem ersten Frequenzverdoppler im wesentlichen bauartgleich sein kann. Da für $\underline{c} = d_1 + jd_2$, also für N=4, $\underline{c}^N = \underline{c}^4 = -4$ eine reelle negative Zahl ist, während für $\underline{c} = d_1$, also für N=2, $\underline{c}^N = \underline{c}^2 = 1$ eine reelle positive Zahl ist, wird der zweite Frequenzverdoppler FD2 jedoch so ausgestaltet, daß an seinem Ausgang ein Inverter angebracht ist. Dieser sorgt im Fall N=4 dafür, daß das frequenzvervielfachte Intradynsignal \underline{Y} gleich $\underline{Y} = -\underline{X}^4$ ist.

Die Frequenzvervielfachung kann auf mehrere Arten erfolgen. Hier werden Ausführungsbeispiele des ersten Frequenzverdopplers FD1 beschrieben. In der Schreibweise $\underline{X} = D e^{j\alpha}$ des detektierten Intradynsignals \underline{X} nach Betrag und Phase und für m=2 sind die detektierten Intradynsignalsignale X1, X2 gleich $X1 = D \cos \alpha$, $X2 = D \sin \alpha$. Gemäß den Formeln

$$D^2 \cos 2\alpha = (D \cos \alpha)^2 - (D \sin \alpha)^2 = (X1)^2 - (X2)^2 = (X1 + X2) \cdot (X1 - X2) \text{ und}$$

$D^2 \sin 2\alpha = 2(D \cos \alpha)(D \sin \alpha) = 2 \cdot X1 \cdot X2 = (1/2)((X1 + X2)^2 - (X1 - X2)^2)$ lassen sich ein erstes und zweites frequenzverdoppeltes Intradynsignal $XD1 = D^2 \cos 2\alpha$, $XD2 = D^2 \sin 2\alpha$ eines frequenzverdoppelten Intradynsignals $\underline{XD} = \underline{X}^2$ durch Linearkombinationen von Produkten von Linearkombinationen der detektierten Intradynsignalsignale X1, X2 ausdrücken.

Ähnliches gilt auch für m=3. In diesem Fall sind die detektierten Intradynsignalsignale X1, X2, X3 gleich $X1 = D \cos \alpha$, $X2 = D \cos(\alpha - 2\pi/3)$, $X3 = D \cos(\alpha - 4\pi/3)$.

Unter Verwendung von $\begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix},$

$$\cos 2\alpha = \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha, \quad \sin 2\alpha = 2 \cos \alpha \sin \alpha,$$

$$\begin{bmatrix} \cos 2\alpha \\ \cos(2\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\alpha \\ \sin 2\alpha \end{bmatrix} \quad \text{und}$$

$\cos \alpha + \cos(\alpha - 2\pi/3) + \cos(\alpha - 4\pi/3) = 0$ läßt sich beispielsweise her-

5 leiten

$$\begin{bmatrix} \cos 2\alpha \\ \cos(2\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \frac{4}{9} \begin{bmatrix} \cos^2 \alpha - (1/2)\cos^2(\alpha - 2\pi/3) - (1/2)\cos^2(\alpha - 4\pi/3) \\ -\cos \alpha \cos(\alpha - 2\pi/3) - \cos \alpha \cos(\alpha - 4\pi/3) + 2\cos(\alpha - 2\pi/3)\cos(\alpha - 4\pi/3) \\ - (1/2)\cos^2 \alpha - (1/2)\cos^2(\alpha - 2\pi/3) + \cos^2(\alpha - 4\pi/3) \\ + 2\cos \alpha \cos(\alpha - 2\pi/3) - \cos \alpha \cos(\alpha - 4\pi/3) - \cos(\alpha - 2\pi/3)\cos(\alpha - 4\pi/3) \\ - (1/2)\cos^2 \alpha + \cos^2(\alpha - 2\pi/3) - (1/2)\cos^2(\alpha - 4\pi/3) \\ - \cos \alpha \cos(\alpha - 2\pi/3) + 2\cos \alpha \cos(\alpha - 4\pi/3) - \cos(\alpha - 2\pi/3)\cos(\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix},$$

so daß für erstes bis drittes frequenzverdoppeltes Intradyn-
teilsignal $XD1 = D^2 \cos 2\alpha$, $XD2 = D^2 \cos(2\alpha - 2\pi/3)$,

$XD3 = D^2 \cos(2\alpha - 4\pi/3)$ gilt

$$XD1 = \frac{4}{9} \left((X1)^2 - (1/2)(X2)^2 - (1/2)(X3)^2 - X1 \cdot X2 - X1 \cdot X3 + 2 \cdot X2 \cdot X3 \right)$$

$$XD2 = \frac{4}{9} \left((X3)^2 - (1/2)(X1)^2 - (1/2)(X2)^2 - X1 \cdot X3 - X2 \cdot X3 + 2 \cdot X1 \cdot X2 \right).$$

$$XD3 = \frac{4}{9} \left((X2)^2 - (1/2)(X1)^2 - (1/2)(X3)^2 - X1 \cdot X2 - X2 \cdot X3 + 2 \cdot X1 \cdot X3 \right)$$

Durch weitere Umformungen ergeben sich die äquivalenten Aus-
drücke

$$XD1 = \frac{2}{3} \left((X1)^2 + 2 \cdot X2 \cdot X3 \right)$$

$$XD2 = \frac{2}{3} \left((X3)^2 + 2 \cdot X1 \cdot X2 \right).$$

$$XD3 = \frac{2}{3} \left((X2)^2 + 2 \cdot X1 \cdot X3 \right)$$

All diese sind oder lassen sich ausdrücken durch Linearkombi-
nationen von Produkten von Linearkombinationen der detektier-
ten Intradyn-teilsignale $X1$, $X2$, $X3$.

Ähnliche Beziehungen erlauben es beispielsweise, aus einem detektierten Intradynsignal \underline{X} mit einer Phasenanzahl $m=3$ ein frequenzverdoppeltes Intradynsignal \underline{XD} mit $m=2$ zu erzeugen, oder aus einem detektierten Intradynsignal \underline{X} mit einer Phasenanzahl $m=2$ ein frequenzverdoppeltes Intradynsignal \underline{XD} mit $m=3$ zu erzeugen.

In einem nächsten Schritt wird das frequenzvervielfachte Intradynsignal \underline{Y} in einem ersten Filter TPY gefiltert. Das erste Filter TPY ist vorzugsweise ein Tiefpaßfilter. Da das frequenzvervielfachte Intradynsignal \underline{Y} wie jedes Intradynsignal positive oder negative Frequenzen aufweisen kann, wird durch ein als Tiefpaßfilter ausgeführtes erstes Filter TPY sichergestellt, daß lediglich Spektralkomponenten, bei denen der Betrag der Frequenz eine bestimmte positive Grenzfrequenz nicht überschreitet, passieren können. Ein Tiefpaßfilter ist aber nicht die einzigmögliche Ausgestaltungsmöglichkeit des ersten Filters TPY. Vielmehr kommen auch andere Arten, wie zum Beispiel ein Bandpaßfilter in Frage. In jedem Fall begrenzt das erste Filter TPY die Bandbreite und eliminiert auf diese Weise Rauschen zu beträchtlichem Teil. Das erste Filter TPY weist ein erstes bis m -tes Teilfilter TPY $_k$ auf, in welchem das erste bis m -te frequenzvervielfachte Intradynsignal \underline{Y}_k gefiltert werden. Zweckmäßig ist eine Bandbreite, die beispielsweise bei allen, vorzugsweise baugleich ausgelegten, Teilfiltern TPY $_k$ das 0,01- bis 0,25fache der Symboltaktfrequenz beträgt. Zur Auslegung des ersten Filters TPY als Tiefpaßfilter werden auch die Teilfilter TPY $_k$ als Tiefpaßfilter ausgelegt. Das Ausgangssignal des ersten Filters TPY ist ein gefiltertes Intradynsignal \underline{Z} , welches ein erstes bis m -tes gefiltertes Intradynsignal \underline{Z}_k aufweist. Wegen der Funktion des ersten Filters TPY unterscheidet sich i.a. das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} vom frequenzvervielfachten Intradynsignal \underline{Y} . Deshalb gilt abgesehen von Amplitudenrauschen und von vernachlässigbaren Normierungsfaktoren $\underline{Z} \propto e^{jN\varphi}$. Die Phasendifferenz $N(\varphi - \varphi')$ zwischen \underline{Z} und \underline{Y} wird durch das erste

Filter TPY bewirkt. Im Idealfall ist der Trägersignalphasenwinkel φ gleich dem detektierten Phasenwinkel φ' .

In einem letzten Schritt wird das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} in einem ersten, zweiten oder dritten Intradyn-Frequenzteiler IFD1, IFD2, IFD3 durch die Phasenstufenanzahl N in seiner Frequenz geteilt. Der Intradyn-Frequenzteiler IFD1, IFD2, IFD3 stellt das In-Phase- und ggf. das Quadratur-Träger-Intradynsignal $\underline{C1}$, $\underline{C2}$ bereit, welche schließlich an dem ersten und ggf. zweiten Trägerrückgewinnungsausgang CRO1, CRO2 ausgegeben werden.

Der Intradyn-Frequenzteiler IFD1, IFD2, IFD3 führt zur Phasenänderung des In-Phase und ggf. des Quadratur-Träger-Intradynsignals $\underline{C1}$, $\underline{C2}$ um $2\pi/N$ mehr als eine Zustandsänderung durch. Da Phasenänderungen der Träger-Intradynsignale etwa gleich groß sind wie Phasenänderungen des detektierten Intradynsignalträgers $Xe^{j\varphi'}$, führt auch eine Phasenänderung des detektierten Intradynsignalträgers $Xe^{j\varphi'}$ um $2\pi/N$ in der Regel zu mehr als einer Zustandsänderung.

Ein erster Intradyn-Frequenzteilers IFD1 ist beispielhaft in **Figur 3** gezeigt. Zunächst wird in einer als Linearkombinierer ausgebildeten Mischeinrichtung UPCU ein drittes Skalarprodukt SP3 aus dem gefilterten Intradynsignalvektor \underline{Z} und einem harmonischfrequenten Intradynsignalvektor \underline{NF} gebildet. Das zu letzterem gehörige harmonischfrequente Intradynsignal ist $\underline{NF} = e^{jN\omega_0 t}$. Es wird von einem Mehrfrequenzoszillator MFO zur Verfügung gestellt. Das dritte Skalarprodukt SP3 ist

$$SP3 \propto \operatorname{Re}(\underline{Z} \cdot \underline{NF}^*) \propto \operatorname{Re}(\underline{Z} \cdot e^{-jN\omega_0 t}) \propto \operatorname{Re}(e^{jN(\varphi - \omega_0 t)}) = \cos(N(\varphi - \omega_0 t)).$$

Bei dieser Operation wird die Frequenz des gefilterten Intradynsignals \underline{Z} um $N\omega_0$ verschoben. Die Grundfrequenz ω_0 wird so gewählt, daß die Frequenz $N(d\varphi/dt - \omega_0)$ des Terms $\underline{Z} \cdot e^{-jN\omega_0 t}$ stets nur ein bestimmtes Vorzeichen besitzt, so daß das dritte Skalarprodukt SP3 das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} ohne Informationsverlust repräsentiert. Dazu hinreichend ist es, wenn die

Grundfrequenz ω_0 dem Betrage $|\omega_0|$ nach so groß gewählt wird, daß dieser größer ist als der Betrag $|d\varphi'/dt|$ der zeitlichen Ableitung $d\varphi'/dt$ des detektierten Phasenwinkels

$\varphi' = (\omega_{TX} - \omega_{LO})t + \arg(E_{LO,0}^+ E_{TX,0})$. Es ist vorteilhaft, die Frequenz

- 5 $N(d\varphi/dt - \omega_0)$ des Terms $\underline{Z} \cdot e^{-jN\omega_0 t}$ so zu wählen, daß sie dem Betrage nach mindestens doppelt so groß ist wie der größte auftretende Wert von $|d\varphi'/dt|$. Beispielsweise kann $N\omega_0/(2\pi)$ dem Betrage nach in der Größenordnung des 0,2- ... 1-fachen der Symboltaktfrequenz gewählt werden.

- 10 Das dritte Skalarprodukt SP3 wird einem als Geteilt-durch-N-Frequenzteiler wirkenden ersten Schaltwerk SU1 zugeführt, an dessen Ausgang ein Frequenzablage-Trägersignal FOCS abgegeben wird. Es gilt beispielsweise $\text{FOCS} \propto f(\cos(\varphi' - \omega_0 t))$. Dabei ist f eine vorzugsweise als monoton ausgelegte erste Funktion. Wenn
- 15 das Schaltwerk SU1 als Frequenzteiler mit begrenzter Ausgangsbandbreite, als regenerativer Frequenzteiler - bestehend für $N=2$ aus einem bzw. für $N=4$ aus zwei kaskadierten regenerativen Geteilt-durch-2-Frequenzteilern - oder als statischer Frequenzteiler mit nachgeschaltetem Filter, welches Harmonische der Grundfrequenz ω_0 eliminiert, ausgelegt ist, dann
- 20 ist die erste Funktion f beispielsweise die Identitätsfunktion. Wenn das erste Schaltwerk SU1 als statischer Frequenzteiler ausgelegt ist, dann ist die erste Funktion f wenigstens näherungsweise die Signumfunktion. Das Frequenzablage-Trägersignal FOCS wird einem Multiplizierwerk FOM zugeführt,
- 25 welches als ein die Funktion der Mischeinrichtung UPCU rückgängig machender Mischer fungiert und ausgangsseitig die In-Phase- bzw. Quadratur-Träger-Intradynsignale $\underline{C1} = e^{j\varphi}$, $\underline{C2} = je^{j\varphi}$ bereitstellt.

30

Der Mehrfrequenzoszillator MFO gibt auch ein ein Grundfrequenz-Intradynsignalderivat darstellendes Signal FID ab, welches die Grundfrequenz ω_0 aufweist und ebenfalls dem Multiplizierwerk FOM zugeführt wird. Das Grundfrequenz-Intradynsignalderivat FID weist mindestens ein erstes bis m-

35 tes Grundfrequenz-Intradynsignalderivat FIDk auf, welches

jeweils eine zweite Funktion g jeweils eines zu einem Grundfrequenz-Intradynsignal \underline{F} mit $\underline{F} = e^{j\omega_0 t}$ gehörigen ersten bis m -ten Grundfrequenz-Intradynsignals F_k ist. Dabei gilt $k = 1, 2, \dots, m$. Die zweite Funktion g kann insbesondere die

5 Identitätsfunktion oder die Signumfunktion sein. Es gilt $FID_k = g(\cos(\omega_0 t - (k-1)\psi_m))$.

Ein Ausführungsbeispiel des Mehrfrequenzoszillators MFO ist in **Figur 4** gezeigt. Es weist einen harmonischfrequenten Oszillator HFO auf, welcher das harmonischfrequente Intradynsignal \underline{NF} erzeugt. Die Grundfrequenz ω_0 und demnach auch ihr N -faches $N\omega_0$ werden vorzugsweise als konstant gewählt. Daher können die erforderlichen Phasenverschiebungen $(k-1)\psi_m$ der harmonischfrequenten Intradynsignals NF_k und der Grundfrequenz-Intradynsignalderivate FID_k beispielsweise auf

10 einfache Weise durch Laufzeitleitungen erzeugt werden. Zur Erzeugung der erforderlichen Phasenverschiebungen $(k-1)\psi_m$ der harmonischfrequenten Intradynsignals NF_k eignet sich auch ein als Ringoszillator ausgelegter harmonischfrequenter Oszillator HFO.

15

20

Vom harmonischfrequenten Oszillator NFO aus wird beispielsweise das erste harmonischfrequente Intradynsignal $NF_1 = \cos(N\omega_0 t)$ auch einem zweiten Schaltwerk SU2 an einem Schaltwerkeingang SUIN zugeführt. Das zweite Schaltwerk SU2 kann wie das erste Schaltwerk SU1 ausgeführt sein, wobei dem Frequenzablage-Trägersignal FOCS am Ausgang des ersten Schaltwerks SU1 das erste Grundfrequenz-Intradynsignalderivat $FID_1 = g(\cos(\omega_0 t))$ an einem Ausgang des zweiten Schaltwerks SU2 entspricht. Die übrigen zweiten bis m -ten Grundfrequenz-Intradynsignalderivate $FID_2, FID_3, \dots, FID_m$ werden im

30 zweiten schaltwerk SU2 z.B. durch Laufzeitleitungen aus dem ersten Grundfrequenz-Intradynsignalderivat FID_1 abgeleitet. Eine weitere, für $m=2$ mögliche Ausführungsform des zweiten Schaltwerks SU2 ist in **Figur 5** gezeigt. Für eine Phasenstufenanzahl $N=4$ wird das am Schaltwerkeingang SUIN zugeführte Signal zunächst in einem ersten Geteilt-durch-2-Frequenzteiler FD21 bezüglich seiner Frequenz durch 2 ge-

35

teilt. Dessen Ausgangssignal oder, im Fall einer Phasenstufenanzahl $N=2$, das am Schaltwerkeingang SUIN zugeführte Signal wird einem zweiten und einem dritten Geteilt-durch-2-Frequenzteiler FD22, FD23 eingangsseitig zugeführt, welche
5 zueinander entgegengesetzte Triggerpolaritäten besitzen und welche ausgangsseitig das erste bzw. zweite Grundfrequenz-Intradynteilsignalderivat FID1, FID2 zur Weiterleitung an den ersten bzw. zweiten Schaltwerkausgang SUOUT1, SUOUT2, ggf. nach Durchlaufen je eines zweiten bzw. dritten, vorzugsweise
10 als Tiefpaßfilter ausgelegten Filters LPF2, LPF3, zur Verfügung stellen. Das erste Grundfrequenz-Intradynteilsignalderivat FID1 kann auch durch Laufzeitverzögerung des zweiten Grundfrequenz-Intradynteilsignalderivats FID2 erzeugt werden oder umgekehrt, so daß zweiter oder drit-
15 ter Geteilt-durch-2-Frequenzteiler FD22, FD23 verzichtbar ist.

~~Eine alternatives Ausführungsbeispiel des Mehrfrequenzoszillators MFO ist in **Figur 6** gezeigt. Es weist einen Grundfrequenzoszillator FFO auf, welcher das erste bis m-te Grundfrequenz-Intradynteilsignalderivat FIDk erzeugt. Dazu eignet sich beispielsweise ein Ringoszillator mit m Stufen, falls $m>2$ ist, bzw. mit 4 Stufen, falls $m=2$ ist. Zumindest das erste harmonischfrequente Intradynteilsignal NF1 wird aus mindestens einem der ersten bis m-ten Grundfrequenz-~~
20 ~~Intradynteilsignalderivate FIDk durch Frequenzvervielfachung mit dem Faktor N in einem Mal-N-Frequenzvervielfacher HFM gewonnen. Die zweiten bis m-ten harmonischfrequenten Intradynteilsignale NF2, NF3, ..., NFm können durch Laufzeitleitungen aus dem ersten harmonischfrequenten Intradynteilsignal NF1 abgeleitet werden. Alternativ dazu kann der Mal-N-Frequenzvervielfacher HFM wie der weiter oben beschriebene Intradyn-Frequenzvervielfacher FM ausgelegt werden.~~

35 Harmonischfrequenter Oszillator HFO bzw. Grundfrequenzoszillator FFO können auch dielektrische oder Oberflächenwellen- oder andere Resonatoren hoher Güte aufweisen.

Ein Ausführungsbeispiel des Multiplizierwerks FOM ist in **Figur 7** gezeigt. Das Frequenzablage-Trägersignal FOCS einerseits und je ein erstes bis m-tes Grundfrequenz-

- 5 Intradynnteilsignalderivat FIDk andererseits werden paarweise je einem ersten bis m-ten Multiplizierelement MUK eingangsseitig zugeführt, welches jeweils ausgangssseitig ein erstes bis m-tes Multiplizierelementausgangssignal MUSk abgibt. Erstes bis m-tes Multiplizierelementausgangssignal MUSk sind
- 10 $MUSk = FOCS \cdot FIDk \propto f(\cos(\varphi' - \omega_0 t)) \cdot g(\cos(\omega_0 t - (k-1)\psi_m))$ und werden durch je ein erstes bis m-tes, vorzugsweise als Tiefpaßfilter ausgelegtes Trägerfrequenz-Filter LPFOk geleitet, an deren Ausgängen das erste bis m-te In-Phase-Träger-
- 15 Intradynnteilsignal C1k als Komponenten des In-Phase-Träger-Intradynnteilsignals C1 zur Verfügung steht. Erstes bis m-tes Trägerfrequenz-Filter LPFOk sind vorzugsweise bauartgleich ausgelegt und besitzen im Fall einer Auslegung als Tiefpaß-
-
- 20 ~~filter eine Grenzfrequenz, die groß ist gegenüber der Summenlinienbreite der verwendeten Laser, aber kleiner als das Doppelte $2\omega_0$ der Grundfrequenz ω_0 oder kleiner als die Grundfrequenz ω_0 selbst.~~ Es ist vorteilhaft, wenn mindestens eine der ersten und zweiten Funktionen f, g gleich der Identitätsfunktion ausgelegt ist. Bei dieser Auslegung sind die In-
- 25 Phase-Träger-Intradynnteilsignale C1k wie gewünscht proportional zu $\cos(\varphi - (k-1)\psi_m)$. Das Quadratur-Träger-Intradynnteilsignal C2 oder genauer gesagt dessen erste bis m-te Quadratur-Träger-Intradynnteilsignale C2k, welche proportional sind zu $\sin(\varphi - (k-1)\psi_m)$, wird oder werden aus dem In-Phase-Träger-Intradynnteilsignal C1 in einem als Linearkombinierer der ersten
- 30 bis m-ten In-Phase-Träger-Intradynnteilsignale C1k ausgelegten Phasenwandler PHC gebildet. Beispielsweise können für $m=2$ die trivialen Linearkombinationen $C21=C11$, $C22=-C11$, und für $m=3$ die Linearkombinationen $C21=(1/\sqrt{3})(C12-C13)$, $C22=(1/\sqrt{3})(C13-C11)$, $C23=(1/\sqrt{3})(C11-C12)$ verwendet werden.

35

Damit der erste Intradyn-Frequenzteiler IFD1 gemäß Figur 3 wie beschrieben funktioniert, wird auch auf einen Laufzeit-

und/oder Phasenabgleich geachtet, beispielsweise zwischen harmonischfrequentem Intradynsignal NF und Grundfrequenz-Intradynsignalderivat FID auf deren Wegen zum Multiplizierwerk FOM.

5

Erstes bis m-tes Trägerfrequenz-Filter LPFOk besitzen im Durchlaßbereich - bei Auslegung als Tiefpaßfilter sind dies die niedrigen Frequenzen - eine Gruppenlaufzeit, die man in bestimmten Fällen zu vermeiden suchen wird. Das ist einer-

10

seits dadurch möglich, daß man statt eines Frequenzgangs, welcher alle Frequenzen oberhalb einer bestimmten Grenzfrequenz dämpft, nur jene Harmonischen der Grundfrequenz ω_0 dämpft, welche tatsächlich erzeugt werden und stören. Andererseits wird im Fall, daß erste und zweite Funktion f, g

15

beide die Identitätsfunktion sind, nur eine einzige Harmonische erzeugt, und zwar bei $2\omega_0$, aufgrund der Identität

$$\cos(\varphi' - \omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t - (k-1)\psi_m) = \frac{1}{2} \cos(\varphi' - (k-1)\psi_m) + \frac{1}{2} \cos(\varphi' - 2\omega_0 t + (k-1)\psi_m).$$

Durch ein umgestaltetes erstes Schaltwerk SU1, welches ähnlich oder identisch wie das zweite Schaltwerk SU2 ausgebildet wird, kann neben dem zu $\cos(\varphi' - \omega_0 t)$ proportionalen Frequenzab-

20

lage-Trägersignal FOCS ein weiteres zu $\sin(\varphi' - \omega_0 t)$ proportionales erzeugt werden. Ebenso kann der Mehrfrequenzoszillator MFO neben zu $\cos(\omega_0 t - (k-1)\psi_m)$ auch zu $\sin(\omega_0 t - (k-1)\psi_m)$ proportionale Signale erzeugen, beispielsweise durch Laufzeitverzögerung aus den erstgenannten. Dann ist es ausreichend, im Multi-

25

plizierwerk FOM jeweils die Operation

$$\cos(\varphi' - \omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t - (k-1)\psi_m) - \sin(\varphi' - \omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t - (k-1)\psi_m)$$

$$= \cos(\varphi' - (k-1)\psi_m)$$

zu implementieren, was je Signal einen weiteren Multiplizierer und einen Subtrahierer erfordert. Da $\cos(\varphi' - (k-1)\psi_m)$ ober-

30

wellenfrei ist, können erstes bis m-tes Trägerfrequenz-Filter LPFOk somit entfallen.

Ein zweiter Intradyn-Frequenzteiler IFD2, welcher alternativ zum ersten Intradyn-Frequenzteiler IFD1 eingesetzt werden kann, ist in **Figur 8** gezeigt. Er besitzt den Vorteil, keinen Mehrfrequenzoszillator zu benötigen und keine Verarbeitung

35

von Signalen mit Frequenzen der Größenordnung $N\omega_0$. Sein Frequenzteilungsfaktor, also das Teilungsverhältnis, wird gleich der Phasenstufenanzahl N gewählt. Das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} wird für $N=2$ in einem ersten und für $N=4$ in einem ersten und einem damit kaskadierten, also eingangsseitig mit dem Ausgang des ersten verbundenen zweiten regenerativen Intradynfrequenzteiler RIFD1 bzw. RIFD2 in seiner Frequenz jeweils um den Faktor 2 geteilt. Ein erster oder zweiter regenerativer Intradynfrequenzteiler RIFD1, RIFD2 ist in **Figur 9** gezeigt. Ihm wird eingangsseitig ein Frequenzteilungsintradynsignal \underline{R} , also ein Intradynsignal, dessen Frequenz zu teilen ist, zugeführt. Im Fall des ersten regenerativen Intradynfrequenzteilers RIFD1 ist dies das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} . Es wird die Gleichung $\underline{P} := r \cdot \underline{R} \cdot \underline{P}^*$ implementiert, wobei r eine positive Proportionalitätskonstante ist. Dazu wird das Frequenzteilungsintradynsignal \underline{R} einem komplexen Multiplizierer CMUL an einem Eingang zugeführt. Das Ausgangssignal des komplexen Multiplizierers CMUL ist das frequenzgeteilte Intradynsignal \underline{P} , welches nicht nur vom regenerativen Intradynfrequenzteiler RIFD1, RIFD2 ausgangsseitig abgegeben wird, sondern nach Durchlaufen eines komplexen Konjugierers CONJ auch als konjugiertes frequenzgeteiltes Intradynsignal \underline{P}^* einem weiteren Eingang des komplexen Multiplizierers CMUL zugeführt wird. Der komplexe Konjugierer CONJ befindet sich also im Rückkopplungszweig des regenerativen Intradynfrequenzteilers RIFD1, RIFD2. Für $\underline{R} = e^{j2\psi}$ ist eine mögliche Lösung $\underline{P} = e^{j\psi}$, d.h. es werden Phasenwinkel und demzufolge auch Frequenz halbiert. Wenn, wie in **Figur 10** gezeigt, direkt vor oder hinter dem komplexen Konjugierer CONJ noch aus \underline{P} bzw. \underline{P}^* die Größe \underline{P}^W bzw. \underline{P}^{*W} durch Potenzierung zur W -ten Potenz in einem Potenzierer POT hergestellt wird, werden Phasenwinkel und Frequenz um den Frequenzteilungsfaktor $W+1$ geteilt, weil dem komplexen Multiplizierer CMUL an seinem weiteren Eingang die Größe $\underline{P}^{W*} = \underline{P}^{*W}$ zugeführt wird.

Insgesamt sind jeweils so viele kaskadierte regenerative Intradynfrequenzteiler RIFD1, RIFD2 vorgesehen, daß das Produkt

aller in den vorgesehenen regenerativen Intradynfrequenzteilern RIFD1, RIFD2 auftretenden Frequenzteilungsfaktoren gleich der Anzahl von Phasenstufen N ist. Für PSK, also $N = 2$, ist der erste Intradynfrequenzteiler RIFD1 mit Frequenzteilungsfaktor 2 entsprechend Figur 9 ausreichend. Für QPSK, also $N = 4$, ist er mit Frequenzteilungsfaktor 4 entsprechend Figur 10 mit $W = 3$ auszulegen, oder man kaskadiert mit ihm den zweiten Intradynfrequenzteiler RIFD2 und erster wie zweiter Intradynfrequenzteiler RIFD1, RIFD2 werden mit individuellen Frequenzteilungsfaktoren von 2 entsprechend Figur 9 ausgelegt.

Weitere Auslegungsdetails der regenerativen Frequenzteiler RIFD1, RIFD2 werden im folgenden am Beispiel der Figur 9 erläutert, gelten aber mit den im Fall einer Potenzierung resultierenden Substitutionen sinngemäß auch für die der Figur 10.

Die Proportionalitätskonstante r wird so gewählt, daß der Betrag $|P|$ des frequenzgeteilten Intradynsignals P stets konstant und größer als Null ist. Zu diesem Zweck wird der komplexe Multiplizierer CMUL beispielsweise so ausgelegt, daß er bei dem gewünschten Betrag $|P|$ des frequenzgeteilten Intradynsignals P geringfügig in die ausgangsseitige Sättigung getrieben ist. In diesem Zustand gilt $r = |R|^{-1}$. Alternativ dazu kann eine Regelung der Proportionalitätskonstanten r als Funktion von $|P|$ oder $|P|^2$ vorgenommen werden.

Die Phasenanzahl m wird gleich 2 gewählt, wenn der Realisierungsaufwand minimiert werden soll. Denn aufgespalten nach

Real- und Imaginärteil entspricht $P := r \cdot R \cdot P^*$ den Gleichungen

$$P_1 = \operatorname{Re} P := r \cdot \operatorname{Re} R \cdot \operatorname{Re} P + r \cdot \operatorname{Im} R \cdot \operatorname{Im} P = r \cdot R_1 \cdot P_1 + r \cdot R_2 \cdot P_2,$$

$$P_2 = \operatorname{Im} P := r \cdot \operatorname{Im} R \cdot \operatorname{Re} P - r \cdot \operatorname{Re} R \cdot \operatorname{Im} P = r \cdot R_2 \cdot P_1 - r \cdot R_1 \cdot P_2,$$

und diese beiden Gleichungen werden durch je zwei reelle Multiplizierer und einen Addierer bzw. Subtrahierer implementiert.

Die Zuweisung $:=$ bedeutet, daß die Variable auf der linken Seite kontinuierlich den auf der rechten Seite befind-

lichen Ausdruck, der auch den bisher vorliegenden Wert der Variablen auf der linken Seite enthalten darf, zugewiesen erhält. Re und Im bedeuten Real- bzw. Imaginärteil, und Real- und Imaginärteil bedeuten gleichzeitig erstes bzw. zweites

5 Teilsignal des jeweiligen $m=2$ -phasigen Intradynsignals.

Die Phasenanzahl m kann auch beispielsweise gleich 3 gewählt werden. In diesem Fall ist es günstig, Frequenzteilungsintradynsignal \underline{R} , konjugiertes Frequenzteilungsintradynsignal \underline{R}^* , frequenzgeteiltes Intradynsignal \underline{P} und konjugiertes fre-

10 quenzgeteiltes Intradynsignal \underline{P}^* jeweils so zu prozessieren, daß die Summe der beteiligten Teilsignale gleich Null ist. Die tatsächliche Implementierung der Gleichung $\underline{P} := r \cdot \underline{R} \cdot \underline{P}^*$ erfolgt dann entsprechend den anfangs für $m = 3$ gegebenen Regeln für die komplexe Konjugation und die Produktbildung.

15 Demnach können dafür beispielsweise 9 reelle Multiplizierer und 3 Addierer eingesetzt werden.

Falls die Gleichung $\underline{P} := r \cdot \underline{R} \cdot \underline{P}^*$ nicht zeitkontinuierlich, sondern zeitdiskret implementiert wird, ist sie nicht asymptotisch stabil. Bei zeitdiskreter Implementierung ist es sinnvoll, stattdessen beispielsweise die Gleichungen

20 $\underline{P}_q := (1/2)(\underline{QQ}_q + \underline{QQ}_{q-1})$, $\underline{QQ}_q := r \cdot \underline{R}_q \cdot \underline{P}_{q-1}^*$ zu implementieren, welche asymptotisch stabil sind. Dabei ist \underline{QQ} ein Hilfsintradynsignal und die Indizierung kennzeichnet den Zeitpunkt, an

25 welchem ein Signal auftritt, wobei der Index q zeitlich dem Index $q-1$ nachfolgt.

In der Praxis werden Signale oft als Gegentaktsignale verarbeitet. Falls dies vorgesehen ist, verdoppelt sich gegenüber

30 den vorgenannten Werten einer Phasenanzahl m von 2 bzw. 3 die Phasenanzahl m auf 4 bzw. 6, wobei das Funktionsprinzip aber identisch bleibt.

Ein regenerativer Frequenzteiler RIFD1, RIFD2, dessen Funktionsweise ja analog ist, besitzt unendlich viele mögliche Zustände, ist also ein Schaltwerk mit unendlich vielen mögli-

35 chen Zuständen. Daher führt auch der zweite Intradyn-

Frequenzteiler IFD2 zur Phasenänderung eines Träger-Intradynsignals C1, C2 um $2\pi/N$ mehr als eine Zustandsänderung durch.

Für $N=2$ ist das Ausgangssignal des ersten bzw. für $N=4$ ist das Ausgangssignal des zweiten regenerativen Frequenzteilers RFID1, RFID2 das In-Phase-Träger-Intradynsignals C1. Das im Fall $N=4$ benötigte Quadratur-Träger-Interferenzsignal C2 wird daraus durch einen weiteren Linearkombinierer LCW hergestellt. In-Phase- und Quadratur-Träger-Interferenzsignal C1, C2 werden an dem ersten bzw. zweiten Trägerrückgewinnungsausgang CRO1, CRO2 ausgegeben.

Ein dritter Intradyn-Frequenzteiler IFD3 weist einen statischen Intradyn-Frequenzteiler auf. Auch statische Intradyn-Frequenzteiler führen zur Phasenänderung eines Träger-Intradynsignals C1, C2 um $2\pi/N$ mehr als eine Zustandsänderung durch. Beispielsweise werden die Polaritäten der gefilterten Intradynsignals Z_k zur asynchronen Steuerung eines

Schaltwerks verwendet. Für $m=2$ gibt es 4 mögliche Polaritäten ($Z_1>0$, $Z_2>0$ bzw. $Z_1>0$, $Z_2<0$ bzw. $Z_1<0$, $Z_2<0$ bzw. $Z_1<0$, $Z_2>0$). In diesem Fall müßte das Schaltwerk für $4N$ verschiedene Zustände aufweisen können, was aber keine ausreichende Genauigkeit erlaubt. Z_1 , Z_2 , $-Z_1$, $-Z_2$ entsprechend $m=2$ dürfen als 4 gefilterte Intradynsignals Z_k mit $k=1, 2, 3, 4$ entsprechend $m=4$ aufgefaßt werden. Für $m\geq 3$ läßt sich die Phasenzahl

m wie folgt verdoppeln: Man verwendet die Größen Z_1 , $(Z_1+Z_2)/(2\cos(\psi_m/2))$, Z_2 , $(Z_2+Z_3)/(2\cos(\psi_m/2))$, Z_3 , $(Z_3+Z_4)/(2\cos(\psi_m/2))$, ..., Z_m , $(Z_m+Z_1)/(2\cos(\psi_m/2))$ als neue gefilterte Intradynsignals Z_o mit $o=1, 2, 3, \dots, p$, wobei $p=2\cdot m$ ist. Dies kann ggf. mehrmals wiederholt werden. Auch andersgeartete Vergrößerungen der Phasenzahl, z.B. eine Verdreifachung oder Vervielfachung um einen beliebigen Faktor, sind durch Bildung von Linearkombinationen möglich.

Insgesamt liege nun das gefilterte Intradynsignal Z in Form von p gefilterten Intradynsignalen Z_o ($o=1, 2, \dots, p$) vor, wobei die Phasenzahl p größer als 4 sei, beispielsweise gleich 8, 16, oder 32. Es ist vorteilhaft, sie gleich einer

Zweierpotenz oder gleich einer Zweierpotenz mal 3 zu wählen. Das o -te gefilterte Intradynnteilsignal Z_o repräsentiere $\text{Re}\left(\underline{Z} \cdot e^{-j(o-1)\psi_p}\right)$. Die auf das gefilterte Intradynsignal \underline{Z} bezogenen Indizes sind im folgenden jeweils so zu verstehen, daß modulo p ein Wert zwischen 1 und p ausgewählt wird.

Außerdem wird ein Intradyndigitalvektor \underline{U} mit $w=N \cdot p$ Intradyndigitalteilsignalen U_1, U_2, \dots, U_w als Elementen, die jeweils binäre Digitalsignale sind, erzeugt. Zu jedem Zeitpunkt ist nur ein Intradyndigitalteilsignal U_v mit $v=1, 2, \dots, w$ gleich 1, während die anderen gleich 0 sind.

Im folgenden werden die gefilterten Intradynnteilsignale Z_o als Digitalsignale aufgefaßt und weiterverarbeitet, wobei für positive bzw. negative Polarität des analogen der Wert 1 bzw. 0 des digitalen Intradynnteilsignals Z_o ausgewählt wird. Der Intradyndigitalvektor \underline{U} wird in einem Schaltwerk erzeugt, welches w Gatter aufweist, von denen je eines die Operation

$$U_v = Z_v \wedge Z(v+1) \wedge U(v+p) \wedge U(v+2p) \wedge \dots \wedge U(v+(N-1)p)$$

ausführt. Dabei sei $v = 1, 2, \dots, w$. Die Indizes von Intradyndigitalteilsignalen seien jeweils modulo w in diesem Bereich $1, 2, \dots, w$ transferiert. Die Indizes von gefilterten Intradynnteilsignalen sind jeweils so zu verstehen, daß modulo p ein Wert zwischen 1 und p ausgewählt wird. Die Indizes von Intradyndigitalteilsignalen sind jeweils so zu verstehen, daß modulo w ein Wert zwischen 1 und w ausgewählt wird. Im Fall, daß $Z_v \wedge Z(v+1)$ gleich 1 ist, ist oder sei der Erwartungswert der Phase von des gefilterten Intradynsignals \underline{Z} gleich $2\pi((v-1/2)/p-1/4)$. Das v -te Intradyndigitalteilsignal U_v repräsentiert demnach eine Phase $2\pi((v-1/2)/p-1/4+g)/N$ $= 2\pi((v-1/2)/w+(g-1/4)/N)$, wobei $g = 1, 2, \dots, N$ möglich ist.

Das k -te In-Phase-Intradynnteilsignal C_{1k} ergibt sich durch die analoge Operation

$$C_{1k} = \sum_{v=1}^w U_v \cdot \cos\left(2\pi\left(\frac{v-1/2}{w} + \frac{g-1/4}{N}\right) - (o-1)\psi_p\right).$$

Ebenso ergibt sich das k -te Quadratur-Intradynnteilsignal C_{2k} durch die analoge Operation

$$C_{2k} = \sum_{v=1}^w U_v \cdot \cos\left(2\pi\left(\frac{v-1/2}{w} + \frac{g-1/4}{N}\right) - (o-1)\psi_p + \pi/2\right).$$

Wegen der binären Zv ist dabei jeweils immer nur ein einziger Summand ungleich Null.

Das detektierte Intradynsignal \underline{X} mit einer Phasenanzahl von
5 m=2 oder m=3 wird beispielsweise unter Verwendung eines optischen Intradynempfängers erzeugt, der einen Lokalszillator und ein optoelektronisches 90°-Hybrid bzw. einen 3x3-Koppler aufweist. Ein Ausführungsbeispiel eines optoelektronischen Hybrids OHY ist in **Figur 11** gezeigt. Sendesignal TXS und Lo-
10 kaloszillatorsignal LOS werden an einem Sendesignaleingang TXSIN bzw. Lokalszillatorsignaleingang LOSIN zugeführt. In einem Netzwerk aus vier Kopplern K1, K2, K3, K4 werden Sendesignal TXS und Lokalszillatorsignal LOS unter verschiedenen Phasenbeziehungen überlagert. Die Ausgangssignale der Koppler
15 K3, K4 werden in je einer Detektoreinheit DU1, DU2 detektiert, wobei das erste bzw. zweite detektierte Intradynsignal X1, X2 mit der Phasenanzahl m = 2 erzeugt wird. Die Phasenbeziehung von hier $\pi/2$ wird durch einen differentiellen Phasenschieber DPS1, DPS2 eingestellt, welcher durch ein dif-
20 ferentielles Phasenschiebersignal DPSS1, DPSS2 angesteuert wird.

Um der Notwendigkeit zu entgehen, gleiche Polarisierungen von empfangenem optischem Signal und Lokalszillator einzustellen, können auch zwei Intradynempfänger realisiert werden, welche zusammen einen Polarisationsdiversitätsintradynempfänger bilden. Geeignete Linearkombinationen der von beiden Intradynempfängern bereitgestellten detektierten Intradynsignalen, die gerade jenen entsprechen, die eine optische Po-
25 larisationsregelung bezüglich von Feldstärken vornehmen müßte, ergeben dann das gewünschte detektierte Intradynsignal \underline{X} . Eine Verdopplung der Übertragungskapazität mittels Polarisationsmultiplex ist gleichfalls möglich, wobei weitere Linearkombinationen ein weiteres detektiertes Intradynsignal
30 mit unabhängiger Phasenumtastung ergeben. Die mathematische Beschreibung einer Polarisationsmultiplexübertragung mit Polarisationsdiversitätsintradynempfänger ist wie folgt: Das
35

Datensymbol ist jetzt ein i.a. komplexer Vektor $\underline{c} = \begin{bmatrix} b_1 + jb_2 \\ b_3 + jb_4 \end{bmatrix}$.

Hier sind d_3, d_4 ein drittes bzw. viertes Binärsignal. Bei zweistufiger Phasenumtastung ist das vierte Binärsignal d_4 gleich Null. $\underline{E}_{TX,0}$ ist ein Skalar. Differentielle

- 5 Phasenverschiebung δ'_1 , anschließende Rotation δ'_2 und abschließend nochmalige differentielle Phasenverschiebung δ'_3 jeweils zwischen den Vektorkomponenten sind geeignet, beliebige Polarisations Transformationen der Sendefeldstärke \underline{E}_{TX} bei der Übertragung zu beschreiben. Der gesendete Feldstärkevektor kann demnach beschrieben werden durch den Ausdruck

$$\underline{E}_{TX} = \begin{bmatrix} \underline{E}_{TX,1} \\ \underline{E}_{TX,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\delta'_3/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\delta'_3/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta'_2/2 & -\sin \delta'_2/2 \\ \sin \delta'_2/2 & \cos \delta'_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\delta'_1/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\delta'_1/2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 + jb_2 \\ b_3 + jb_4 \end{bmatrix} \underline{E}_{TX,0} e^{j\omega_{TX}t}. \quad \text{Das}$$

Lokalszillatorsignal LOS besitze die Lokalszillatorfeld-

stärke $\underline{E}_{LO} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \underline{E}_{LO,0} e^{j\omega_{LO}t}$. $\underline{E}_{LO,0}$ ist ein Skalar. Dabei soll

- 15 der Fettdruck \underline{E}_{TX} , \underline{E}_{LO} die jeweilige Vektoreigenschaft hervorheben. Ein Polarisationsdiversitätsempfänger für x- und y-Polarisation überlagert die x-polarisierten Anteile von \underline{E}_{TX} , \underline{E}_{LO} in einem ersten und die y-polarisierten Teile in einem zweiten Empfängerzweig. In

- 20 erstem bzw. zweitem Empfängerzweig entstehen zwei polarisationsverzerrte Intradynsignale $\underline{X}_1 \propto \underline{E}_{LO,1}^+ \underline{E}_{TX,1}$, $\underline{X}_2 \propto \underline{E}_{LO,2}^+ \underline{E}_{TX,2}$. Zur kompakten Schreibweise der weiteren Berechnungen ist es vorteilhaft, diese in einem polarisationsverzerrten Vektorintradynsignal $\underline{X} = \begin{bmatrix} \underline{X}_1 \\ \underline{X}_2 \end{bmatrix}$ anzuordnen. Es gilt

$$25 \quad \underline{X} \propto \begin{bmatrix} e^{j\delta'_3/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\delta'_3/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta'_2/2 & -\sin \delta'_2/2 \\ \sin \delta'_2/2 & \cos \delta'_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\delta'_1/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\delta'_1/2} \end{bmatrix} \cdot \underline{c} \cdot e^{j\varphi'}.$$

Die Parameter $\delta'_1, \delta'_2, \delta'_3$ werden empfängerseitig geschätzt; die Schätzwerte seien $\delta_1, \delta_2, \delta_3$. Nun wird empfängerseitig das polarisationskompensierte Vektorintradynsignal

$$\underline{\mathbf{V}} \propto \begin{bmatrix} e^{-j\delta_1/2} & 0 \\ 0 & e^{j\delta_1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta_2/2 & \sin \delta_2/2 \\ -\sin \delta_2/2 & \cos \delta_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\delta_3/2} & 0 \\ 0 & e^{j\delta_3/2} \end{bmatrix} \cdot \underline{\mathbf{X}} \text{ durch Mul-}$$

tiplizierer und Linearkombinierer erzeugt. Bei korrekter Schätzung gilt z.B. $\delta'_1 = \delta_1$, $\delta'_2 = \delta_2$, $\delta'_3 = \delta_3$. Dann gilt

$$\underline{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \end{bmatrix} \propto \underline{\mathbf{c}} \cdot e^{j\varphi'}. \text{ Die Komponenten } \underline{V}_1, \underline{V}_2 \text{ können jetzt jeweils}$$

- 5 als ein detektiertes Intradynsignal aufgefaßt werden. Aus jedem von ihnen läßt sich wie oben beschrieben das In-Phase- und ggf. das Quadratur-Träger-Intradynsignal C1, C2 zurückgewinnen. Da die zur Demodulation benötigten In-Phase- und ggf. Quadratur-Träger-Intradynsignale C1, C2 aber für V1, V2 identisch sind, kann man einige Signalverarbeitungseinrichtungen einsparen.

Den Ausführungsbeispielen des Intradyn-Frequenzteilers IFD1, IFD2, IFD3 ist es auch gemeinsam, daß die Phase der Träger-Intradynsignale C1, C2 modulo 2π allenfalls mit Schritten, deren Betrag kleiner als $2\pi/N$ ist, quantisiert ist. Im Fall des zweiten Intradyn-Frequenzteilers IFD2 ist dieser Betrag sogar gleich Null, weil in dieser analogen Baugruppe überhaupt keine Quantisierung auftritt.

20 Den Ausführungsbeispielen des Intradyn-Frequenzteilers IFD1, IFD2, IFD3 ist es auch gemeinsam, daß die Phase der Träger-Intradynsignale C1, C2 modulo 2π in mehr als N Stufen quantisiert ist. Im Fall des zweiten Intradyn-Frequenzteilers IFD2 strebt die Anzahl dieser Stufen gegen unendlich, weil in dieser analogen Baugruppe überhaupt keine Quantisierung auftritt.

30 Die Erfindung ist auch ohne weiteres für andere Phasenstufenanzahlen N als 2 oder 4 verwendbar, beispielsweise $N = 8$. Dies ist bei der Auslegung des Intradynfrequenzvervielfachers und des Intradynfrequenzteilers IFD1, IFD2, IFD3 zu berücksichtigen. Der zweite Intradynfrequenzteiler IFD2 muß für $N = 8$, wenn er regenerative Intradynfrequenzteiler aufweist, von 35 denen jeder ein Frequenzteilungsverhältnis von 2 besitzt,

drei solche regenerative Intradyn-Frequenzteiler RIFD1, RIFD2 in Kaskade aufweisen, damit sich insgesamt der erforderliche Frequenzteilungsfaktor entsprechend $N = 8$ ergibt.

Patentansprüche

1. Anordnung zur Trägerrückgewinnung (C1, **C1**, C1k, C2, **C2**, C2k, k=1,2,...,m) eines detektierten Intradynsignals (X, **X**, Xk, k=1,2,...,m), welches durch Phasenumtastung in N Phasenstufen eines des detektierten Intradynsignalträgers ($Xe^{j\varphi'}$) darstellbar ist,

dadurch gekennzeichnet,

daß das detektierte Intradynsignal (X, **X**, Xk, k=1,2,...,m)

in einem Frequenzvervielfacher (FM) in seiner Frequenz auf das N-fache vervielfacht wird,

daß das dabei entstehende frequenzvervielfachte Intradynsignal (Y, **Y**, Yk, k=1,2,...,m) in einem ersten Filter (TPY) gefiltert wird,

daß das beim Durchlaufen des ersten Filters (TPY) entstehende gefilterte Intradynsignal (Z, **Z**, Zk, k=1,2,...,m) in einem Intradyn-Frequenzteiler (IFD1, IFD2, IFD3) in seiner Frequenz durch N-geteilt wird,

daß der Intradyn-Frequenzteiler (IFD1, IFD2, IFD3) ein Träger-Intradynsignal (C1, C2) abgibt,

daß der Intradyn-Frequenzteiler (IFD1, IFD2, IFD3) zur Phasenänderung eines Träger-Intradynsignals (C1, C2) um $2\pi/N$ mehr als eine Zustandsänderung durchführt.

2. Anordnung nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Intradyn-Frequenzteiler als ein erster Intradyn-Frequenzteiler (IFD1) ausgebildet ist, der eine Mischeinrichtung (UPCU) aufweist, welche das gefilterte Intradynsignal

(Z) und ein von einem Mehrfrequenzoszillator (MFO) erzeugtes harmonischfrequentes Intradynsignal (NF) zu einem dritten

Skalarprodukt ($SP3 \propto \text{Re}(\underline{Z} \cdot \underline{NF}^*)$) verarbeitet, wobei die Frequenz des gefilterten Intradynsignals (Z) mit Hilfe des harmonischfrequenten Intradynsignals (NF) um das N-fache ($N\omega_0$)

einer Grundfrequenz (ω_0) verschoben wird,

wobei die Grundfrequenz (ω_0) dem Betrage ($|\omega_0|$) nach so groß

gewählt ist, daß das dritte Skalarprodukt (SP3) das gefilter-

te Intradynsignal (Z) ohne Informationsverlust repräsentiert,

daß ein erstes Schaltwerk (SU1) vorgesehen ist, welchem das dritte Skalarprodukt (SP3) zugeführt wird, welches die Fre-

5 quenz des dritten Skalarprodukts (SP3) durch N teilt, wobei an einem Ausgang des ersten Schaltwerks (SU1) ein Frequenzablage-Trägersignal (FOCS) abgegeben wird,

daß ein Mehrfrequenzoszillator (MFO) ein ein Grundfrequenz-Intradynsignalderivat darstellendes Signal (FID) abgibt,

10 welches die Grundfrequenz (ω_0) aufweist und einem Multiplizierwerk (FOM) an einem Eingang zugeführt wird,

daß das Multiplizierwerk (FOM) mindestens zwei reelle Multiplizierer aufweist,

daß dem Multiplizierwerk (FOM) das Frequenzablage-

15 Trägersignal (FOCS) an einem weiteren Eingang zugeführt wird, daß das Multiplizierwerk (FOM) die Frequenz des Frequenzablage-Trägersignals (FOCS) um die Grundfrequenz (ω_0) zurückver-

~~schiebt und ausgangsseitig ein Träger-Intradynsignal~~

(C1 = $e^{j\varphi}$, C2 = $je^{j\varphi}$) bereitstellt.

20

3. Anordnung nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Intradyn-Frequenzteiler als ein zweiter Intradyn-Frequenzteiler (IFD2) ausgebildet ist, in welchem mindestens

25 ein regenerativer Intradynfrequenzteiler (RIFD1, RIFD2) vorgesehen ist,

welcher jeweils einen komplexen Multiplizierer (CMUL) und in seinem Rückkoppelzweig jeweils einen komplexen Konjugierer (CONJ) aufweist,

30 wobei bei mehreren vorgesehenen regenerativen Intradynfrequenzteilern (RIFD1, RIFD2) diese kaskadiert sind und das Produkt aller in den vorgesehenen regenerativen Intradynfrequenzteilern (RIFD1, RIFD2) auftretenden Frequenzteilungsfaktoren gleich der Anzahl von Phasenstufen N ist.

35

4. Anordnung nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Eingang eines regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) mit einem ersten Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden ist, daß der Ausgang des komplexen Multiplizierers (CMUL), welcher gleichzeitig der Ausgang des regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) ist, über den komplexen Konjugierer (CONJ) mit einem weiteren Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden ist, wobei der Frequenzteilungsfaktor gleich 2 ist.

5. Anordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Eingang eines regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) mit einem ersten Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden ist, daß der Ausgang des komplexen Multiplizierers (CMUL), welcher gleichzeitig der Ausgang des regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) ist, über den komplexen Konjugierer (CONJ) und einen Potenzierer (POT), welcher sein Eingangssignal zur W-ten Potenz erhebt, in beliebiger Reihenfolge mit einem weiteren Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden ist, wobei der Frequenzteilungsfaktor gleich W+1 ist.

6. Verfahren zur Trägerrückgewinnung (C1, **c**1, C1k, C2, **c**2, C2k, k=1,2,...,m) eines detektierten Intradynsignals (X, **X**, Xk, k=1,2,...,m), welches durch Phasenumtastung in N Phasenstufen eines des detektierten Intradynsignalträgers ($Xe^{j\varphi'}$) darstellbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß das detektierte Intradynsignal (X, **X**, Xk, k=1,2,...,m) in seiner Frequenz auf das N-fache vervielfacht wird, daß das dabei entstehende frequenzvervielfachte Intradynsignal (Y, **Y**, Yk, k=1,2,...,m) gefiltert wird, daß das bei dieser Filterung entstehende gefilterte Intradynsignal (Z, **Z**, Zk, k=1,2,...,m) in einem Intradyn-Frequenzteiler (IFD1, IFD2, IFD3) in seiner Frequenz durch N geteilt wird, wobei ein Träger-Intradynsignal (C1, C2) entsteht,

daß zur Phasenänderung eines Träger-Intradynsignals (C1, C2) um $2\pi/N$ mehr als eine Zustandsänderung des Intradyn-Frequenzteilers (IFD1, IFD2, IFD3) erfolgt.

- 5 7. Verfahren nach Anspruch 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß das gefilterte Intradynsignal (Z) und ein von einem
Mehrfrequenzoszillator (MFO) erzeugtes harmonischfrequentes
Intradynsignal (NF) zu einem dritten Skalarprodukt
10 ($SP3 \propto \text{Re}(\underline{Z} \cdot \underline{NF}^*)$) verarbeitet werden, wobei die Frequenz des
gefilterten Intradynsignals (Z) mit Hilfe des harmonischfre-
quenten Intradynsignals (NF) um das N-fache ($N\omega_0$) einer
Grundfrequenz (ω_0) verschoben wird,
wobei die Grundfrequenz (ω_0) dem Betrage ($|\omega_0|$) nach so groß
15 gewählt wird, daß das dritte Skalarprodukt (SP3) das gefil-
terte Intradynsignal (Z) ohne Informationsverlust repräsen-
tiert,
daß die Frequenz des dritten Skalarprodukts (SP3) durch N ge-
teilt wird, wobei ein Frequenzablage-Trägersignal (FOCS) ge-
20 bildet wird,
daß ein ein Grundfrequenz-Intradynsignalderivat darstellendes
Signal (FID) von dem Mehrfrequenzoszillator (MFO) abgegeben
wird, welches die Grundfrequenz (ω_0) aufweist,
daß und einem Multiplizierwerk (FOM) an einem Eingang zuge-
25 führt wird,
daß das Multiplizierwerk (FOM) mindestens zwei reelle Multi-
plizierer aufweist,
daß die Frequenz des Frequenzablage-Trägersignals (FOCS) um
die Grundfrequenz (ω_0) zurückverschoben wird und ausgangs-
30 seitig ein Träger-Intradynsignal (C1 = $e^{j\varphi}$, C2 = $je^{j\varphi}$) bereit-
stellt wird.

8. Verfahren nach Anspruch 6,
dadurch gekennzeichnet,
35 daß im Intradyn-Frequenzteiler (IFD2) mindestens ein regene-
rativer Intradynfrequenzteiler (RIFD1, RIFD2) vorgesehen
wird,

wobei bei mehreren vorgesehenen regenerativen Intradynfrequenzteilern (RIFD1, RIFD2) diese kaskadiert sind und das Produkt aller in den vorgesehenen regenerativen Intradynfrequenzteilern (RIFD1, RIFD2) auftretenden Frequenzteilungsfaktoren gleich der Anzahl von Phasenstufen N ist.

9. Verfahren nach Anspruch 8,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Eingang eines regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) mit einem ersten Eingang eines komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden wird, daß der Ausgang des komplexen Multiplizierers (CMUL), welcher gleichzeitig der Ausgang des regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) ist, über den komplexen Konjugierer (CONJ) mit einem weiteren Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden wird, wobei der Frequenzteilungsfaktor gleich 2 ist.

~~10. Verfahren nach Anspruch 8,~~

dadurch gekennzeichnet,

daß der Eingang eines regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) mit einem ersten Eingang eines komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden ist, daß der Ausgang des komplexen Multiplizierers (CMUL), welcher gleichzeitig der Ausgang des regenerativen Intradynfrequenzteilers (RIFD1, RIFD2) ist, über den komplexen Konjugierer (CONJ) und einen Potenzierer (POT), welcher sein Eingangssignal zur W-ten Potenz erhebt, in beliebiger Reihenfolge mit einem weiteren Eingang des komplexen Multiplizierers (CMUL) verbunden wird, wobei der Frequenzteilungsfaktor gleich $W+1$ ist.

Zusammenfassung

Anordnung und Verfahren für eine Trägerrückgewinnung für phasenumgetastete Signale

5

Bei dieser Anordnung und dem zugehörigen Verfahren stellt ein sogenannter Intradynempfänger im Basisband ein detektiertes Intradynsignal X in Form mindestens 2 gegeneinander phasenverschobener, außerdem jeweils N-fach phasenumgetasteter Intradynanteilsignale X_k zur Verfügung. Dabei ist $N=2$ für PSK bzw. $N=4$ für QPSK. Zur Trägerrückgewinnung werden diese in einem Intradyn-Frequenzvervielfacher FM in ihrer Frequenz um den Faktor N vervielfacht. Nach Durchlaufen von Tiefpaßfiltern TPY folgt ein beispielsweise als regenerativ ausgelegter Intradyn-Frequenzteiler IDF1, IDF2 mit Träger-Intradynanteilsignalen C1k, C2k als Ausgangssignalen, mit denen das detektierte Intradynsignal X demoduliert werden kann.

10

15

Bei der kohärenten-optischen-Datenübertragung können dadurch vergleichsweise große Laserlinienbreiten toleriert werden.

20

Figur 2

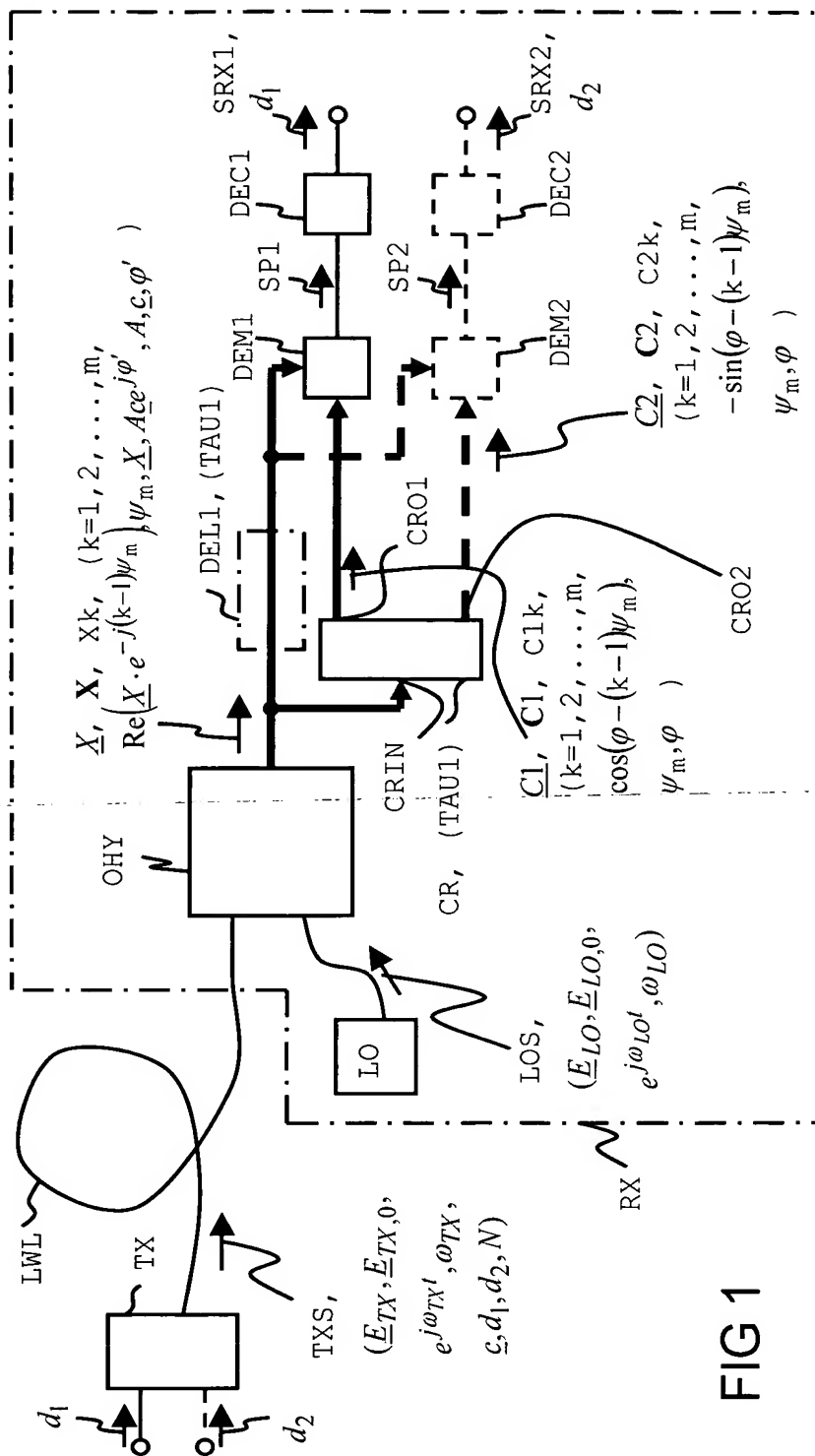
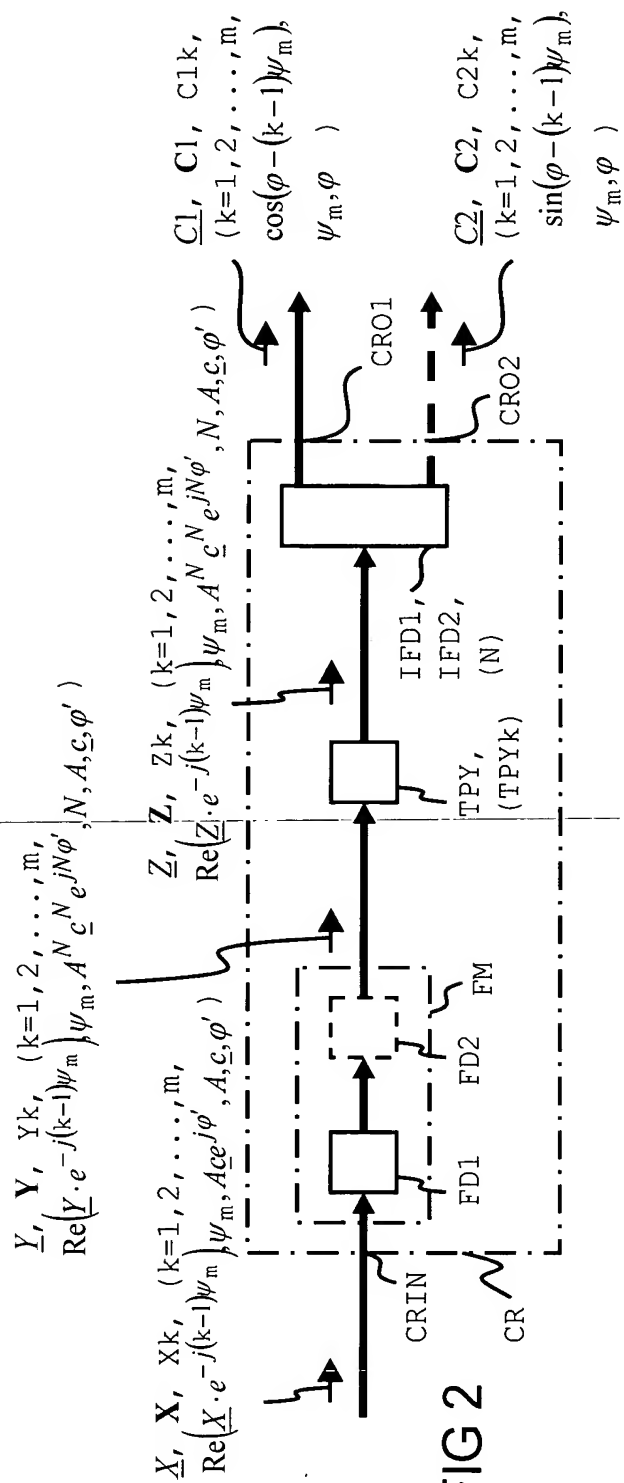


FIG 1



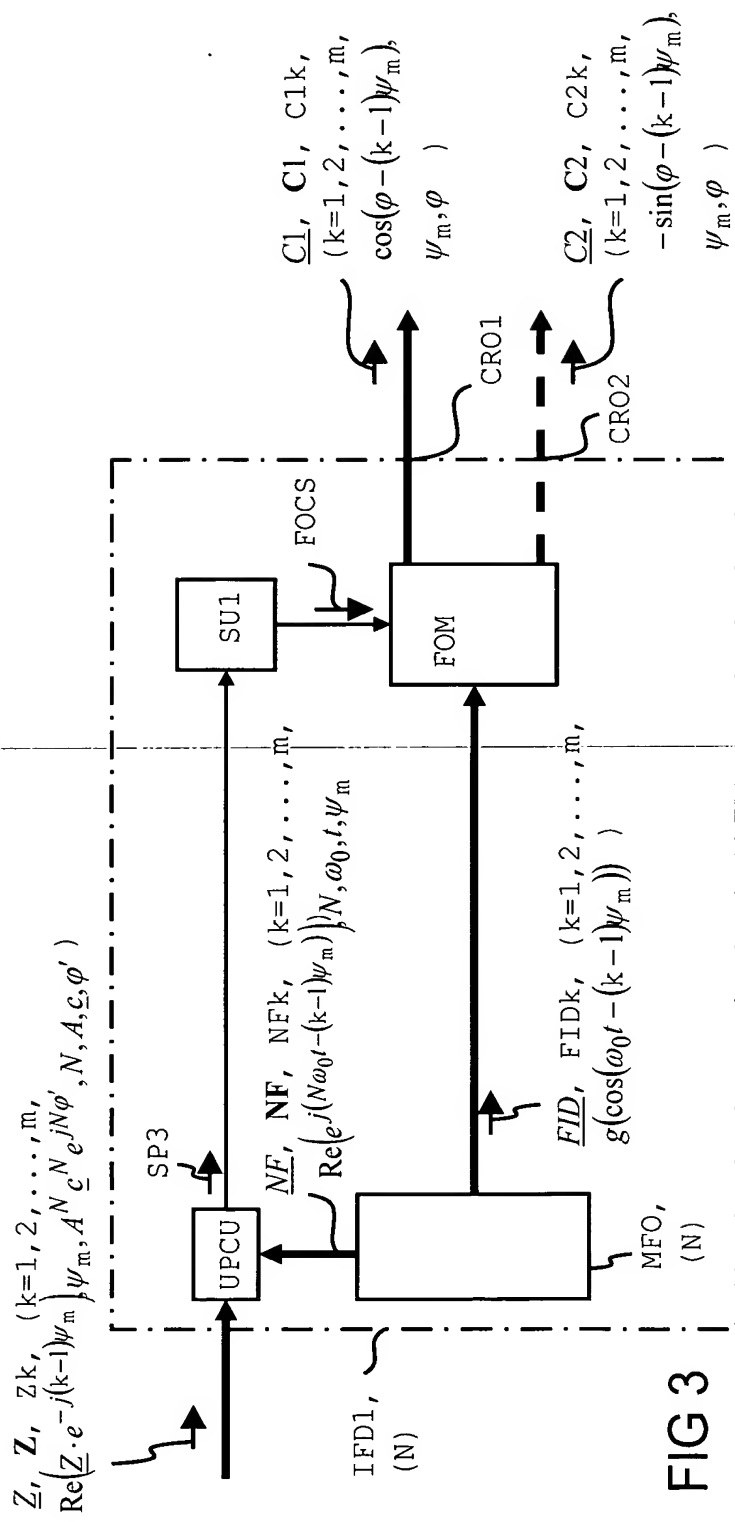


FIG 3

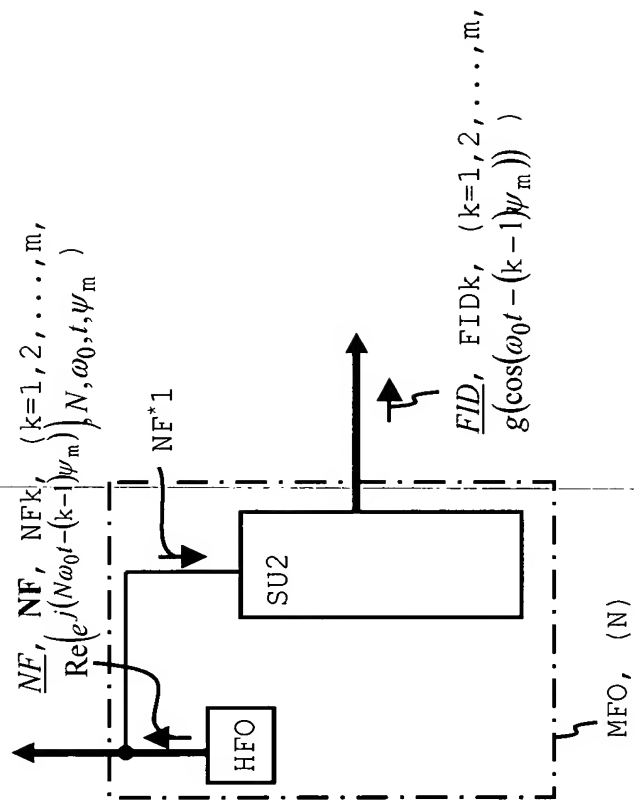
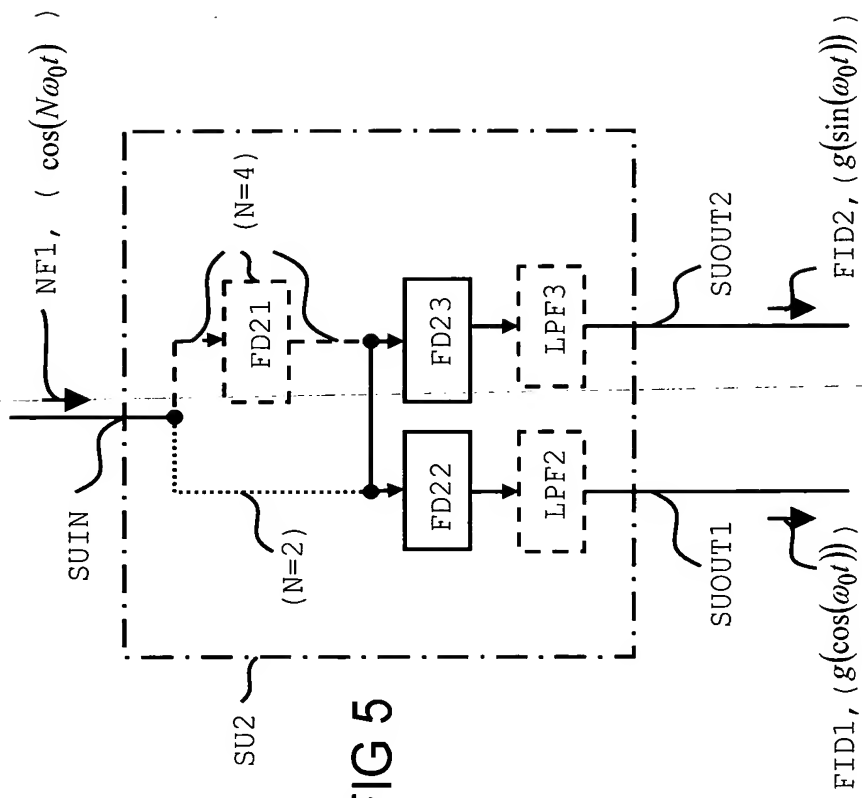


FIG 4



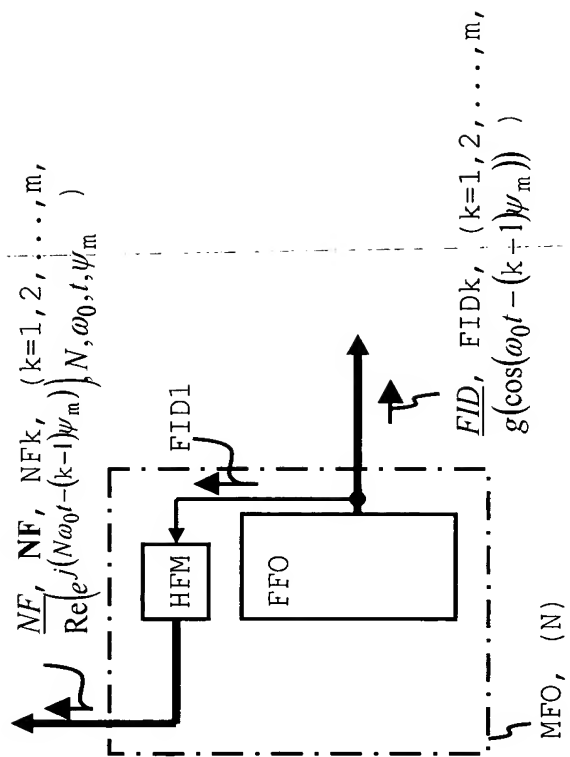
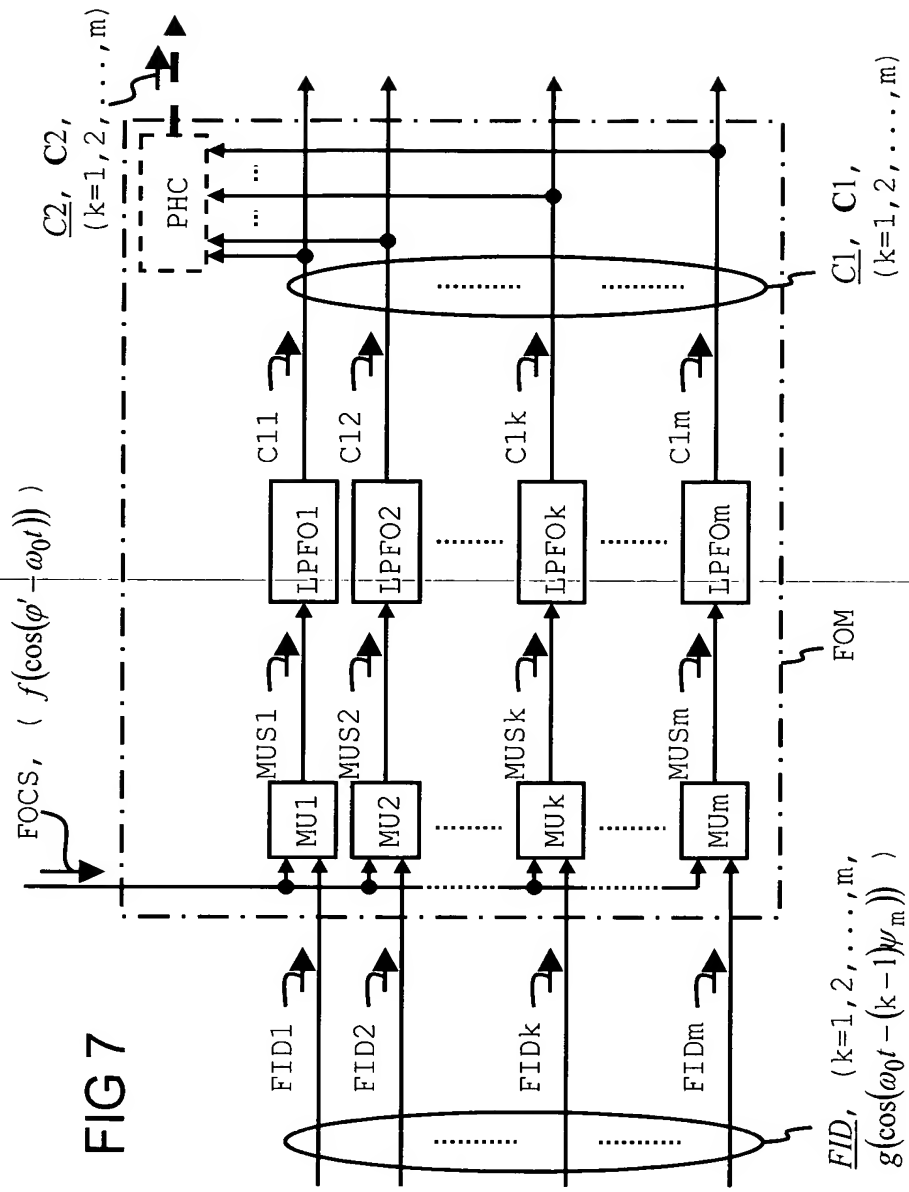


FIG 6

FIG 7



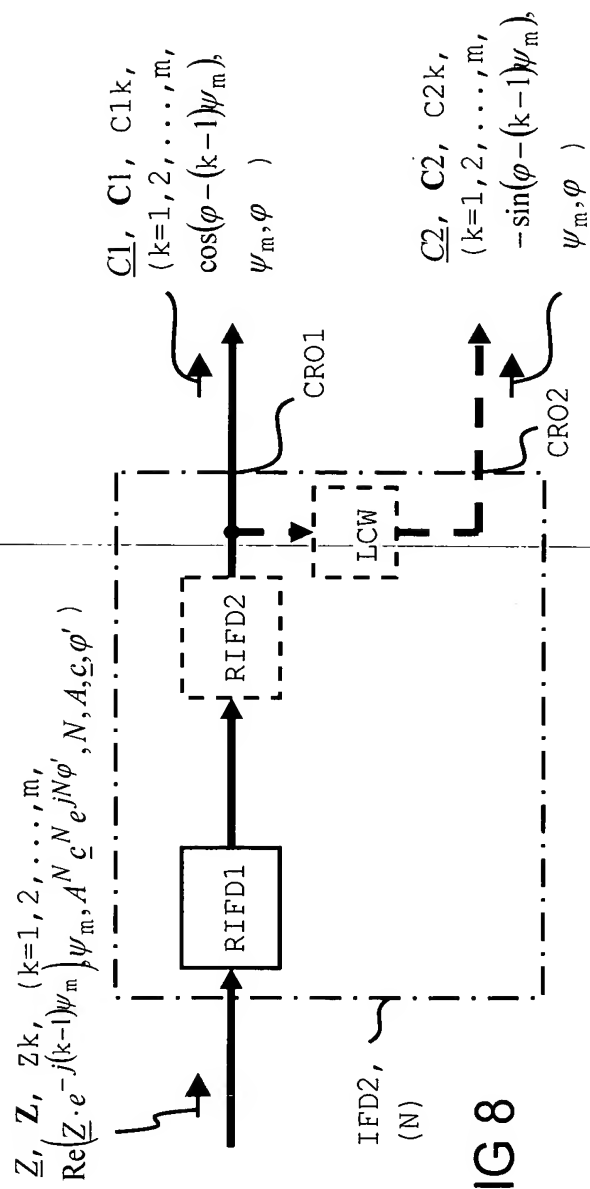


FIG 8

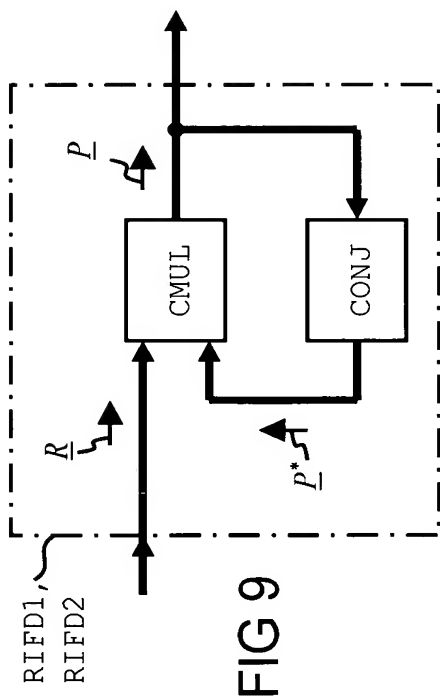


FIG 9

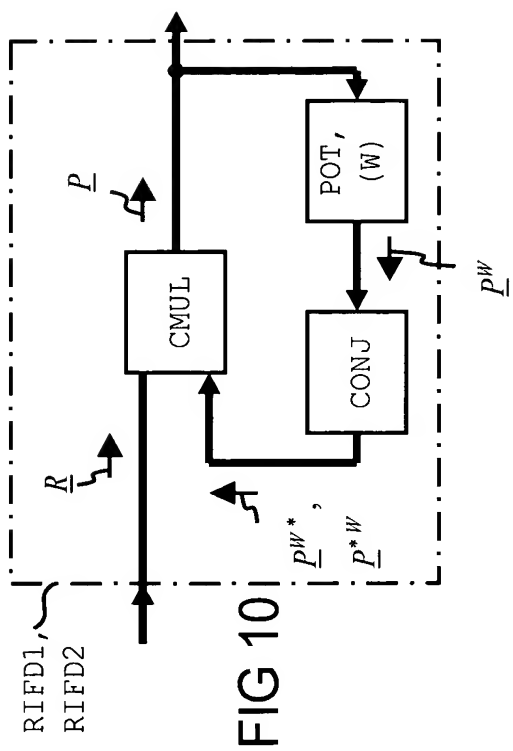


FIG 10

FIG 11

